

明 細 書

評価装置および評価方法

5 技術分野

本発明は、記録媒体に記録されている原デジタル情報を最尤復号方法によって復号する信号処理に関し、特に、信号の品質評価に基づいて、最適に信号を復調する装置および方法に関する。

10 背景技術

従来は、再生信号の品質を評価する指標値としてジッタが用いられていた。しかし、パーシャルレスポンスを前提とした近年の信号処理方式では、ジッタにはエラーとの相関があまりない。一方、最尤復号を用いることが一般的となっている近年の信号処理方式では、指標値DMSAM (d-Minimum Sequenced Amplitude Margin: DMSAMの詳細は、後述される) には、エラーとの相関が非常にあり、信頼できる指標値である。

15

図11は、従来の再生信号品質評価装置400の構成を示す。再生信号品質評価装置400は、特許文献1（特開平10-21651号公報（6頁、図6））に開示されている。

20 再生信号品質評価装置400は、再生信号の品質を評価するための指標として、DMSAMを用いる。

再生信号品質評価装置400は、データを生成するデータ生成器1101と、データを記録再生する記録再生装置1102と、再生されたデータを最尤復号し、データ系列を復調する最尤復号器1103と、復調されたデータ系列からシンクパターンを検出するシンクパターン検出器1104と、検出されたデータパターンからユークリッド距離が最小なパスの存在するデータ系列を検出する記録状態検

25

出器 1105 と、標準偏差計算器 1106 と、最小値判定器 1107 とを備える。

標準偏差計算器 1106 は、ユークリッド距離が最小なパスの存在するデータ系列が最尤復号器 1103 で復調された際に、選択されたパスと選択されなかったパスとの差の標準偏差 ($\sigma_{\Delta m}$) と、選択されたパスと選択されなかったパスとの差の平均 ($\mu_{\Delta m}$) とに基づいて、 $(\sigma_{\Delta m}) / (\mu_{\Delta m})$ を計算する。最小値判定器 1107 は、 $(\sigma_{\Delta m}) / (\mu_{\Delta m})$ の最小値を判定する。 $(\sigma_{\Delta m}) / (\mu_{\Delta m})$ は、再生信号の品質を表す。

最尤復号器 1103 は、適応型等化フィルタを含む。適応型等化フィルタは、再生された信号に含まれる線形な歪みを取り除くために、通常 FIR フィルタで構成される。適応型等化フィルタは、記録再生装置の再生状態が変化しても再生信号の歪みが最小となるように信号をフィルタリングする。

適応型等化フィルタの適応方法は、例えば、LMS 法 (Least Mean Square 法) である。LMS 法は、適応型等化フィルタの出力と目標値との誤差量に基づいて、フィルタ係数を更新する。LMS 法は、アルゴリズムが簡単で収束特性が良いため、広く用いられている。

しかし、信号の欠落等に起因する異常な信号が再生信号品質評価装置 400 に入力された場合に、適応型等化フィルタの出力が発散する。

さらに、FIR フィルタは、FIR フィルタの係数を変化させると非常に広い範囲で FIR フィルタの特性が変化する。したがって、再生信号品質評価装置 400 の適応型等化フィルタは、記録媒体の個体差が大きい場合でも、適応型等化フィルタの出力を補正する。このため、記録媒体の信号品質を評価するための指標としては、DMSAM を用いることができない。

本発明は、上記課題に鑑みてなされたものであり、デジタルフィルタのフィルタ特性 (タップ係数) の制御範囲を限定することによって安定な復調系を構築する評価装置および評価方法、並びに、記録媒体の特性を保証するために、信号の品質を評価するための指標を用いることができる評価装置および評価方法を提供

することを目的とする。

発明の開示

本発明の評価装置は、デジタルフィルタを備えた評価装置であって、前記デジタルフィルタは、前記デジタルフィルタのタップ係数に応じて信号をフィルタリングし、前記評価装置は、前記フィルタリングされた信号に基づいて、前記信号の品質を評価するための指標を検出する検出手段と、前記検出された指標の値が前記指標の最適値を含むように、予め決められた範囲内で前記デジタルフィルタの前記タップ係数を制御する制御手段とをさらに備え、これにより、上記目的が達成される。

前記デジタルフィルタは、複数のタップを含み、前記制御手段は、前記複数のタップが有する複数のタップ係数が対称性を有するように、前記複数のタップ係数を制御してもよい。

前記評価装置は、前記フィルタリングされた信号を最尤復号し、前記最尤復号の結果を示す2値化信号を生成する最尤復号手段をさらに備え、前記検出手段は、前記フィルタリングされた信号と前記2値化信号とに基づいて、前記指標を検出し、前記デジタルフィルタは、第1タップと第2タップと第3タップと第4タップと第5タップとを含み、前記制御手段は、

(式1)

$$k_0 = k_4 = \frac{1}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

(式2)

$$k_1 = k_3 = \frac{2\left(\frac{1}{r} + r\right)}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

(式 3)

$$k_2 = \frac{4 + r^2 + \frac{1}{r^2}}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

5 に従って、前記第 1 タップのタップ係数 k_0 と、前記第 2 タップのタップ係数 k_1 と、前記第 3 タップのタップ係数 k_2 と、前記第 4 タップのタップ係数 k_3 と、前記第 5 タップのタップ係数 k_4 とを制御してもよい。ここで、 r は、前記デジタルフィルタの周波数特性を示す。

0.21 ≤ r ≤ 0.27 でよい。

10 本発明の評価方法は、信号をデジタルフィルタのタップ係数に応じてフィルタリングするステップと、前記フィルタリングされた信号に基づいて、前記信号の品質を評価するための指標を検出するステップと、前記検出された指標が前記指標の最適値を含むように、予め決められた範囲内で前記デジタルフィルタの前記タップ係数を制御するステップとを包含し、これにより、上記目的が達成される。

15

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の実施の形態 1 における再生装置 100 の構成を示す図である。

図 2 は、変調符号 RLL (1, 7)、PR (1, 2, 2, 1) の系の状態遷移を示す図である。

20 図 3 は、ピタビ復号器 110 の構成を示す図である。

図 4 は、DMSAM 検出器 111 の構成を示す図である。

図 5 は、FIR フィルタ 108 の構成を示す図である。

図 6 は、FIR フィルタ 108 の z 平面上のフィルタ特性を示す図である。

25 図 7 は、FIR フィルタ 108 のフィルタ特性と DMSAM の値との関係を示す図である。

図 8 は、FIR フィルタ 108 の周波数特性を示す図である。

図 9 は、本発明の実施の形態 2 の再生装置 200 の構成を示す図である。

図 10 は、FIR フィルタ 901 の構成を示す図である。

図 11 は、従来の再生信号品質評価装置 400 の構成を示す図である。

5 発明を実施するための最良の形態

以下、図を参照して、本発明の実施の形態を説明する。

(実施の形態 1)

図 1 は、本発明の実施の形態 1 における再生装置 100 の構成を示す。再生装置 100 は、光ディスク 101 を挿入可能に構成されている。

10 再生装置 100 は、光ディスク 101 で反射した反射光を 4 分割して検出する PIN ダイオード 102 と、4 分割して検出された反射光を加算するプリアンプ 103 と、カットオフ周波数 10 kHz のハイパスフィルタ 104 と、カットオフ周波数 30 MHz のバタワースローパスフィルタ 105 と、評価装置 150 とを含む。

15 評価装置 150 は、アナログ信号の振幅を調整する可変ゲインアンプ 106 と、アナログ信号をデジタル化する A/D コンバータ 107 と、デジタル信号の歪みを補正するために、タップ係数に応じてデジタル信号をフィルタリングする FIR フィルタ 108 と、デジタル信号をチャンネルクロックに同期させる PLL 109 と、フィルタリングされた信号を最尤復号し、最尤復号の結果を示す 2 値化信号を生成するビタビ復号器 110 と、フィルタリングされた信号と 2 値化信号とに基づいて、DMSAM の値を検出する DMSAM 検出器 111 と、DMSAM の値が DMSAM の最適値を含むように、予め決められた範囲内で FIR フィルタ 108 のタップ係数を制御する係数制御器 112 とを含む。

25 例えば、DMSAM 検出器 111 は、複数の特定パスのメトリック差に基づいて DMSAM を検出する。係数制御器 112 は、DMSAM の値が最小になるように、FIR フィルタ 108 の係数を制御する

以下、図1を参照して、本発明の実施の形態1（記録の変調方式としてRLL（1，7）変調を用い、再生の伝送路をPR（1，2，2，1）に等化するPR+ビタビ復号を行う形態）の再生装置100の動作を説明する。

光ディスク101で反射した反射光は、PINダイオード102で検出される。
5 反射光は、フォーカス制御およびトラッキング制御のために4分割して検出され（フォーカス・トラッキングの制御系については図示せず）、PINダイオード102は、4種類の信号を生成する。4種類の信号はプリアンプ103によって加算されて、所望のレベルに増幅される。ハイパスフィルタ104は、プリアンプ103の出力から低域のノイズを除去し、ローパスフィルタ105は、プリアンプ103の出力から高域のノイズを除去する。
10

ゲイン可変アンプ106は、ノイズ除去された信号を適切なレベルに制御し、A/D変換器107は、ゲイン可変アンプ106の出力（アナログ信号）をデジタル信号に変換する。デジタル信号はデジタル値（サンプリング値 y_i ）を有する。FIRフィルタ108は、デジタル信号を等化する。なお、FIRフィルタ108の詳細は、後述される。
15

PLL109は、等化されたデジタル信号のゼロクロス点を検出して、チャンネルクロックに同期したクロックを生成する。ビタビ復号器110は、等化されたデジタル信号を復調する。

図2は、変調符号RLL（1，7）、PR（1，2，2，1）の系の状態遷移を示す。
20

$S_n(a, b, c)$ は、 n 番目のステートを表し、引数 a 、引数 b および引数 c は、 n ステート以前の3ビットの入力復調データ値である。 d/I_j において、目標値 I_j は、サンプリング値 y_k が n から $n+1$ に状態遷移する時に取りうる値であり、値 d はサンプリング値によって判定される復調データ値である。

図3は、ビタビ復号器110の構成を示す。
25

ビタビ復号器110は、ブランチメトリック計算器201と、ACSブロック

(Add Compare Selectブロック) 202と、パスメトリックメモリ203と、パスメモリ204とを含む。

図2と図3とを参照して、ヒタビ復号器110の動作を説明する。

5 ブランチメトリック計算器201は、式4に従って、ブランチメトリックを算出する。

(式4)

$$BM_k(j) = (y_k - I_j)^2$$

ここで、 $BM_k(j)$ はk番目のブランチメトリックを示す。

ACSブロック202は、式5に従って、最尤のパスを選択する。

10 (式5)

$$PM_k(S0) = \min[PM_{k-1}(S0) + BM_k(0), PM_{k-1}(S5) + BM_k(1)]$$

$$PM_{k-1}(S0) + BM_k(0) \geq PM_{k-1}(S5) + BM_k(1) : PSS0='1'$$

$$PM_{k-1}(S0) + BM_k(0) < PM_{k-1}(S5) + BM_k(1) : PSS0='0'$$

15 $PM_k(S1) = \min[PM_{k-1}(S0) + BM_k(1), PM_{k-1}(S5) + BM_k(2)]$

$$PM_{k-1}(S0) + BM_k(1) \geq PM_{k-1}(S5) + BM_k(2) : PSS1='1'$$

$$PM_{k-1}(S0) + BM_k(1) < PM_{k-1}(S5) + BM_k(2) : PSS1='0'$$

$$PM_k(S2) = PM_{k-1}(S1) + BM_k(3)$$

20

$$PM_k(S3) = \min[PM_{k-1}(S3) + BM_k(6), PM_{k-1}(S2) + BM_k(5)]$$

$$PM_{k-1}(S3) + BM_k(6) \geq PM_{k-1}(S2) + BM_k(5) : PSS2='1'$$

$$PM_{k-1}(S3) + BM_k(6) < PM_{k-1}(S2) + BM_k(5) : PSS2='0'$$

25 $PM_k(S4) = \min[PM_{k-1}(S3) + BM_k(5), PM_{k-1}(S2) + BM_k(4)]$

$$PM_{k-1}(S3) + BM_k(5) \geq PM_{k-1}(S2) + BM_k(4) : PSS3='1'$$

$$PM_{k-1}(S3) + BM_k(5) < PM_{k-1}(S2) + BM_k(4) \quad : \quad PSS3='0'$$

$$PM_k(S5) = PM_{k-1}(S4) + BM_k(3)$$

5 ACSブロック202によって選択されたパスPSS0～PSS3の値に基づいて、パスメモリ204の値が更新される。パスメモリ204で生き残ったパスが、最尤パスとして復調される。

図4は、DMSAM検出器111の構成を示す。

10 DMSAM検出器111は、パスメトリックの差を検出するためにサンプリングされた信号 y_i を一定量遅延する遅延器401と、ユークリッド距離が最小となるパターンについて選択パスのメトリックと非選択パスのメトリックとのメトリック差を検出するメトリック差検出器402と、ユークリッド距離が最小となるパターンを検出するパターン検出器403と、メトリック差検出器402によって検出されたメトリック差の分散を算出する分散演算器404と、メトリック差の平均値と目標値との差を算出する平均値目標差検出器405とを含む。

15 DMSAMは、フィルタリングされた信号と2値化信号とに基づく指標である。DMSAM検出器111は、最尤復号におけるユークリッド距離が最小なパスの存在する記録系列を検出し、検出した再生信号系列を最尤復号器で復調する際に選択されたパスのメトリックと選択されなかったパスのメトリックとの差（メトリック差）を求め、メトリック差の分散を算出することによって、DMSAMを求める。

20 本発明の実施の形態1の再生装置100の復調系では、ユークリッド距離が最小となるパターンは8通りであり、（式6）で定義される。

（式6）

25 ・Pattern1: "0,1,1,X,0,0,0," X don't care

State transition (PA, PB)

$= (S_{-4}[S2] \rightarrow S_{-3}[S4] \rightarrow S_{-2}[S5] \rightarrow S_{-1}[S0] \rightarrow S_0[S0], S_{-4}[S2] \rightarrow S_{-3}[S3] \rightarrow S_{-2}[S4] \rightarrow S_{-1}[S5] \rightarrow S_0[S0])$

・Pattern2: "1, 1, 1, X, 0, 0, 0," X don't care

State transition (PA, PB)

$= (S_{-4}[S3] \rightarrow S_{-3}[S4] \rightarrow S_{-2}[S5] \rightarrow S_{-1}[S0] \rightarrow S_0[S0], S_{-4}[S3] \rightarrow S_{-3}[S3] \rightarrow S_{-2}[S4] \rightarrow S_{-1}[S5] \rightarrow S_0[S0])$

5 ・Pattern3: "0, 1, 1, X, 0, 0, 1," X don't care

State transition (PA, PB)

$= (S_{-4}[S2] \rightarrow S_{-3}[S4] \rightarrow S_{-2}[S5] \rightarrow S_{-1}[S0] \rightarrow S_0[S1], S_{-4}[S2] \rightarrow S_{-3}[S3] \rightarrow S_{-2}[S4] \rightarrow S_{-1}[S5] \rightarrow S_0[S1])$

・Pattern4: "1, 1, 1, X, 0, 0, 1," X don't care

State transition (PA, PB)

10 $= (S_{-4}[S3] \rightarrow S_{-3}[S4] \rightarrow S_{-2}[S5] \rightarrow S_{-1}[S0] \rightarrow S_0[S1], S_{-4}[S3] \rightarrow S_{-3}[S3] \rightarrow S_{-2}[S4] \rightarrow S_{-1}[S5] \rightarrow S_0[S1])$

・Pattern5: "0, 0, 0, X, 1, 1, 0," X don't care

State transition (PA, PB)

$= (S_{-4}[S0] \rightarrow S_{-3}[S0] \rightarrow S_{-2}[S1] \rightarrow S_{-1}[S2] \rightarrow S_0[S4], S_{-4}[S0] \rightarrow S_{-3}[S1] \rightarrow S_{-2}[S2] \rightarrow S_{-1}[S3] \rightarrow S_0[S4])$

・Pattern6: "1, 0, 0, X, 1, 1, 0," X don't care

15 State transition (PA, PB)

$= (S_{-4}[S5] \rightarrow S_{-3}[S0] \rightarrow S_{-2}[S1] \rightarrow S_{-1}[S2] \rightarrow S_0[S4], S_{-4}[S5] \rightarrow S_{-3}[S1] \rightarrow S_{-2}[S2] \rightarrow S_{-1}[S3] \rightarrow S_0[S4])$

・Pattern7: "0, 0, 0, X, 1, 1, 1," X don't care

State transition (PA, PB)

$= (S_{-4}[S0] \rightarrow S_{-3}[S0] \rightarrow S_{-2}[S1] \rightarrow S_{-1}[S2] \rightarrow S_0[S3], S_{-4}[S0] \rightarrow S_{-3}[S1] \rightarrow S_{-2}[S2] \rightarrow S_{-1}[S3] \rightarrow S_0[S3])$

20 ・Pattern8: "1, 0, 0, X, 1, 1, 1," X don't care

State transition (PA, PB)

$= (S_{-4}[S5] \rightarrow S_{-3}[S0] \rightarrow S_{-2}[S1] \rightarrow S_{-1}[S2] \rightarrow S_0[S3], S_{-4}[S5] \rightarrow S_{-3}[S1] \rightarrow S_{-2}[S2] \rightarrow S_{-1}[S3] \rightarrow S_0[S3])$

図4を参照して、DMSAM検出器111の動作を説明する。

25 状態検出器404は、ビタビ復号器110で復号され2値化信号となった信号に基づいて、ユークリッド距離が最小となるパターンを検出する(式9参照)。

メトリック差検出器 402 は、検出されたパターンに基づいて、ユークリッド距離が最小となるパターンの選択パスのメトリックと非選択パスのメトリックとのメトリック差を検出する。このとき、ピタピ復号器 110 で復調に一定時間の遅延が生じるために、遅延器 401 は、サンプリングされた信号 y_i を一定時間遅延する。

メトリック差検出器 402 は、選択パスのメトリックと非選択パスのメトリックとのメトリック差 $DSAMV$ を式 7 に従って算出する。

(式 7)

$$DSAMV = \sum_{i=0}^{-3} (y_i - IB_i)^2 - \sum_{i=0}^{-3} (y_i - IA_i)^2 \quad (X=0)$$

$$= \sum_{i=0}^{-3} (y_i - IA_i)^2 - \sum_{i=0}^{-3} (y_i - IB_i)^2 \quad (X=1)$$

ここで、 $(y_i - IA_i)$ は、パス A のブランチメトリックを示し、 $(y_i - IB_i)$ は、パス B のブランチメトリックを示す。

パス A のユークリッド距離とパス B のユークリッド距離との差は、式 8 に従って定義される。

(式 8)

$$d_{\min} = \sum_{i=0}^{-3} (IA_i - IB_i)^2$$

分散演算器 404 は、メトリック差検出器 402 の出力 ($DSAMV$) と最小ユークリッド距離 d_{\min} とに基づいて、式 12 に従って、 $DMSAM$ を算出する。

(式 9)

$$DMSAM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (DSAMV_k - d_{\min})^2}}{2d_{\min}}$$

$DMSAMV$ の平均値が d_{\min} に一致した場合に、 $DMSAM$ の値が最小にな

る（式9参照）。

以上、図4を参照して、DMSAM検出器111の動作を説明した。

DMSAMの値は、FIRフィルタの係数の影響を大きく受ける。従って、FIRフィルタがLMSアルゴリズムに従う適応型フィルタで構成されている実施の形態では、異常な信号がFIRフィルタに入力した場合に、適応型フィルタの出力が発散してしまうという課題があった。また、適応型フィルタで構成されているFIRフィルタのフィルタ特性は、フィルタ係数の変化に伴って非常に広い範囲で変化する。従って、従来の再生品質評価装置400では、光ディスクの個体差が大きい場合でも適応型等化フィルタの出力を補正しえる。その結果、一定した特性が求められる光ディスクの信号品質を評価するための指標としてDMSAMを用いることができないという課題を有していた。

本発明の実施の形態1の再生装置100によれば、FIRフィルタ108のフィルタ特性（タップ係数）の可変範囲が制限されており、DMSAMの値を最小とする等化を行うことができる。

図5は、FIRフィルタ108の構成を示す。

図6は、FIRフィルタ108のz平面上のフィルタ特性を示す。

図5および図6を参照して、FIRフィルタ108の動作を詳細に説明する。

FIRフィルタ108は、5個のタップを有する。通常のFIRフィルタでは、5個のタップが有する5個のタップ係数を自由に設定できるため、様々な特性を有するフィルタを構成できる。タップ係数の自由度を制限することができれば、一定の範囲内で動作するFIRフィルタが実現でき安定性が増加すると共に、FIRフィルタの特性が予測可能となるので光ディスクの特性を規定する指標としてDMSAMを用いることが可能となる。

FIRフィルタ108では、フィルタ特性（タップ係数）の自由度が制限されており、FIRフィルタ108は、DMSAMが適応型FIRフィルタと同等の値となる特性を満足する。再生信号を歪みなく処理するためにはFIRフィルタ

108の群遅延はフラットであることが望ましく、また記録条件によって発生する光ビーム走行方向の非線形な歪みに影響されないために、FIRフィルタ108は、対称なタップ係数を有することが望ましい。拘束条件（対称なタップ係数）に起因して、FIRフィルタ108の5つのタップ係数（ k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 ）は3つのタップ係数（ k_0 、 k_1 、 k_2 ）になる。

タップ係数の自由度を5個から3個にして、拘束条件を満たすFIRフィルタ108のフィルタ特性をZ平面上に展開すると、半径が r と $1/r$ の位置に角度 θ で複素共役解が配置される（図6参照）。Z平面上での解を α 、 α' 、 β 、 β' とすると、 α 、 α' 、 β 、 β' は、式10で表される。

（式10）

$$\alpha, \alpha' = r(\cos\theta \pm j\sin\theta)$$

$$\beta, \beta' = \frac{1}{r}(\cos\theta \pm j\sin\theta)$$

FIRフィルタ108の機能は、式11で定義される。

（式11）

$$z^4(1-\alpha z^{-1})(1-\beta z^{-1})(1-\alpha' z^{-1})(1-\beta' z^{-1})$$

式10および式11に基づいて、FIRフィルタ108のタップ係数が算出される（式12参照）。

(式 1 2)

$$\begin{aligned}
 k_0 = k_4 &= \frac{1}{2 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right)\cos\theta + 4\cos^2\theta + r^2 + \frac{1}{r^2}} \\
 k_1 = k_3 &= \frac{2\left(\frac{1}{r} + r\right)\cos\theta}{2 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right)\cos\theta + 4\cos^2\theta + r^2 + \frac{1}{r^2}} \\
 k_2 &= \frac{4\cos^2\theta + r^2 + \frac{1}{r^2}}{2 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right)\cos\theta + 4\cos^2\theta + r^2 + \frac{1}{r^2}}
 \end{aligned}$$

ここで、周波数 0 Hz のゲインは 1 である。なお、再生装置 100 のゲインは可変ゲインアンプ 106 によって補正されるので、周波数 0 Hz のゲインを 1 にしても問題はない。

上記の拘束条件によって FIR フィルタ 108 のタップ係数は、2 つの変数 (r 、 θ) で表すことができ、自由度を 2 に減らすことが可能となる。

図 7 は、FIR フィルタ 108 のフィルタ特性と DMSAM の値との関係を示す。横軸は値 r を示し、縦軸は、値 θ を示す。再生装置 100 の NA は 0.85、光ビームの波長は 405 nm である。

θ と r との対応に所定の関係が成立する領域で DMSAM の値が最小となっており、DMSAM の値が最小である場合に、再生の条件として最適な FIR フィルタが構成されている。この時の DMSAM の値は 7.9 % であり、従来の LMS 法に従った FIR フィルタでは 8.2 % となった。

すなわち、本発明の実施の形態 1 の FIR フィルタ 108 は、従来の FIR フィルタよりもフィルタ特性は良好である。このことは、従来の FIR フィルタが全てのパターンで再生レベルを所望の値にするように適応処理するのに対し、FIR フィルタ 108 は DMSAM の値が最小となるようにフィルタの特性を変化させていることに起因する。従来、全ての再生レベルが所望の値になるように再

生時のFIRフィルタの特性を設定するのに対して、本発明の実施の形態1では、ユークリッド距離が最も短いパターン（すなわち最もエラーを起こしやすいパターン）だけを検出して、このパターンの再生信号が所望の値になるようにFIRフィルタ108の特性を調整する。すなわち、本発明の実施の形態1では、エラー

5 エラーを起こしやすいパターンのみにFIRフィルタ108の特性を最適化するので、よりエラーの少ない再生系を実現することができる。

$\theta = 0$ の場合でも、値 r を最適に制御すれば、DMSAMが最小となる。従って、 $\theta = 0$ として値 r のみを制御することによって、FIRフィルタの特性を十分な再生特性に設定できる（図7参照）。 $\theta = 0$ としたときのタップ係数は、

10 （式13）によって表される。

（式13）

$$k_0 = k_4 = \frac{1}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

15 $k_1 = k_3 = \frac{2\left(\frac{1}{r} + r\right)}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$

$$k_2 = \frac{4 + 1r^2 + \frac{1}{r^2}}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

20 以上のように、本発明の実施の形態1の再生装置100では、値 r のみを制御することによって、FIRフィルタ108の特性を決定できる。また、FIRフィルタ108の自由度を大きく制限しているにも関わらず、十分に低いDMSAMが実現できる。なお、値 r は、DMSAMの値が9%以下となる $0.21 \leq r \leq 0.27$ の範囲とすることが、より望ましい（図7参照）。

25 図8は、FIRフィルタ108の周波数特性を示す。

横軸は、FIRフィルタ108の規格化周波数を示す。FIRフィルタのクロ

ック周波数の $1/2$ を 1 で表している。縦軸は、振幅 [dB] を示す。

値 r を制限することで F I R フィルタの特性の変化範囲を狭い範囲に抑えることができる。再生装置 100 によれば、 $0.21 \leq r \leq 0.27$ を満たすように係数制御器 112 がタップ係数を制御することによって、DMSAM の値が最小となる。

上述したように、値 r の制御範囲が制限されているために F I R フィルタ 108 の特性も大きく変化しない。従って、欠陥などに対して安定な動作が可能となる。F I R フィルタ 108 の特性可変範囲を狭い領域に制限しながら、従来の F I R フィルタよりも良好な特性の DMSAM 値が得られる。これにより、本発明の実施の形態 1 の再生装置 100 によれば、一定の特性が求められる記録媒体の信号品質の評価も可能となる。

なお、本発明の実施の形態 1 では、 $\theta = 0$ 、 $0.21 \leq r \leq 0.27$ の範囲で係数制御器 112 がタップ係数を制御し、DMSAM の値が最小値を含む範囲に F I R フィルタ 108 の特性を制限する例を説明したが、 $\theta = 0$ に限定されない。値 r を変化させ、値 r が変化された範囲内に DMSAM の最小値が含まれるのであれば任意の値の θ に対して、DMSAM の最小値を含む値 r を選択可能である。この範囲で係数制御器 112 が r の値を制限することによって、F I R フィルタの特性可変範囲を狭い領域に制限しながら最小の DMSAM 値が得られ、最適にデータを再生できる。

以上、図 1 ～図 8 を参照して、本発明の実施の形態 1 の再生装置 100 を説明した。

(実施の形態 2)

本発明の実施の形態 1 では、群遅延が一定でかつ対象なフィルタ係数を有する F I R フィルタ 108 において、DMSAM の値が DMSAM の最適値を含むように、予め決められた範囲内で F I R フィルタ 108 のフィルタ係数を制御した。一方、本発明の実施の形態 2 では、F I R フィルタのフィルタ係数の制御範囲を

従来のLMS法によって制御すると共にフィルタ係数の制御範囲を事前に決められた範囲に制限する。

図9は、本発明の実施の形態2の再生装置200の構成を示す。図9において、図1に示される再生装置100と同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その説明を省略する。

再生装置200は、光ディスク101を挿入可能に構成されている。再生装置200は、PINダイオード102と、プリアンプ103と、ハイパスフィルタ104と、パワースローパスフィルタ105と、評価装置250とを含む。

評価装置250は、可変ゲインアンプ106と、A/Dコンバータ107と、FIRフィルタ901と、PLL109と、ビタビ復号器110と、DMSAM検出器111と、LMS制御器902と、タップ係数制限器903とを含む。

図10は、FIRフィルタ901の構成を示す。

FIRフィルタ901は、5個のタップを有する。FIRフィルタ901の5つのタップは、タップ係数(k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4)を有する。

図9および図10を参照して、FIRフィルタ901の動作を詳細に説明する。

LMS制御器902は、DMSAM検出器111が検出するDMSAM値を最小にするように、LMS法によって、FIRフィルタ901のタップ係数(k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4)を制御する。つまり、LMS制御器902は、FIRフィルタ901のタップ係数(k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4)を逐次更新する。

LMS制御器902は、適切にFIRフィルタ901のタップ係数を制御し、DMSAM値が最小となるようにタップ係数を決定する。予め適切な状態で信号の再生を行うことによって、FIRフィルタ901の出力が適切に収束するように、タップ係数(k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4)を決定できる。

本発明の実施の形態2では、ドライブの動作時に想定されるストレス状態で再生された信号をFIRフィルタ901に予め与えてタップ係数(k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4)の範囲を求める。例えば、ストレスは、ドライブの動作時に発生す

るデフォーカスおよびディスクの傾き球面収差の変動である。さらに、記録時のパワー変化およびストラテジの変動もストレスである。

ストレス状態で再生された信号に対して、予めLMS制御器902を動作させタップ係数(k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4)の制御範囲を求めておく。ドライブの設計時の事前実験によって、タップ係数の制御範囲を簡単に決定できる。タップ係数制限器903は、事前実験によって決定されたタップ係数の制御範囲でタップ係数(k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4)を制限する。したがって、FIRフィルタ901のフィルタ特性は予め設計段階で想定した変動範囲から大きく変化しない。その結果、再生装置200は、欠陥などに対して安定に動作できる。

本発明の実施の形態2の再生装置200は、再生装置100と同様に、FIRフィルタ901のフィルタ特性可変範囲を所定の範囲に制限しながら、DMSAMの最適値を得ることができる。従って、本発明の実施の形態2の再生装置200は、信号品質の評価できる。

以上、図1～図10を参照して、本発明の実施の形態1および実施の形態2を説明した。

例えば、図1および図9を参照して説明した例では、評価装置150または評価装置250が「デジタルフィルタを備えた評価装置」に対応し、FIRフィルタ108またはFIRフィルタ901が「タップ係数に応じて信号をフィルタリングするフィルタ」に対応し、DMSAM検出器111が「フィルタリングされた信号に基づいて、信号の品質を評価するための指標を検出する検出手段」に対応し、係数制御器112またはLMS制御器902およびタップ係数制限器903が「検出された指標の値が指標の最適値を含むように、予め決められた範囲内でデジタルフィルタのタップ係数を制御する制御手段」に対応する。

しかし、本発明の光ディスク装置が図1に示されるものに限定されるわけではない。上述した各手段の機能が達成される限りは、任意の構成を有する光ディスク装置が本発明の範囲内に含まれ得る。

例えば、信号の品質を評価するための指標は、DMSAMに限らない。指標によって、信号の品質を評価しえる限りは、他の指標でよい。他の指標は、例えば、SAM (Seuenced Amplitude Margin) および SAMER (Seuenced Amplitude Margin Error) である。

SAMは、ビタビ復号器中の選択パスのメトリックと非選択パスのメトリックとの差（メトリック差）を表す。SAMの値が大きければ大きいほど、再生信号は良質である。

SAMERは、ビタビ復号器中の選択パスのメトリックと非選択パスのメトリックとの差（メトリック差）が予め設定した閾値以下となるメトリック差の個数を表す。SAMERの値が小さければ小さいほど、再生信号が良質である。

指標がSAMである場合には、例えば、再生装置100は、DMSAM検出器111に加えて、またはDMSAM検出器111に替えて、SAM検出器を備える。SAM検出器は、ビタビ復号器中の選択パスのメトリックと非選択パスのメトリックとの差を検出する。

指標がSAMERである場合には、例えば、再生装置100は、DMSAM検出器111に加えて、またはDMSAM検出器111に替えて、SAMER検出器を備える。SAMER検出器は、ビタビ復号器中の選択パスのメトリックと非選択パスのメトリックとの差を検出し、検出結果が予め設定した閾値以下になる差の個数をカウントする。

なお、従来の再生信号品質評価装置400は、再生信号の振幅が予め決められた一定のレベルになるように、再生信号の振幅を制御する。しかし、この制御は、必ずしも、DMSAMを最小にするための振幅の制御ではない。

本発明の実施の形態1の再生装置100は、例えば、DMSAM値がDMSAMの最適値に近づくように再生信号の振幅を制御してもよい。

以下、図1、図4および図9を参照して、本発明の実施の形態の再生装置10

0 および再生装置 200 が、DMSAM 値が最小となるように再生信号の振幅を制御する例を説明する。

DMSAM 検出器 111 は、DMSAMV の分散である DMSAM を演算する分散演算器と、DMSAMV の平均値と d_{min} との差を演算する平均値の目標誤差演算器 405 とを含む。

平均値の目標差演算器 405 は、DMSAMV の平均値と d_{min} との差を検出する。平均値の目標差演算器 405 は、検出された差（誤差）を示す誤差信号を可変ゲインアンプ 106 に出力する。可変ゲインアンプ 106 は、DMSAM 値が DMSAM の最適値に近づくように再生信号の振幅を制御する。例えば、可変ゲインアンプ 106 は、DMSAMV の平均値が d_{min} に近づくように、再生信号の振幅を制御する。従って、DMSAMV の平均値は d_{min} に一致するようになるために、従来の振幅制御よりも、DMSAM が最小になるように振幅制御できる。本発明の振幅制御は、従来の振幅制御よりも 1 % 程度 DMSAM 値を改善する。

図 1 および図 4 を参照して説明したように、本発明の実施の形態 1 の再生装置 100 が、DMSAM 値が最小となるように再生信号の振幅を制御する例では、DMSAM 検出器のからの平均値の差に基づいて、再生信号の振幅を制御しているが、再生信号の振幅の制御例は、これに限定されない。再生信号の振幅の制御は、再生信号自身による AGC 処理、または A/D 変換後のサンプリング点にデジタル的に係数を掛けて振幅を揃えることによって実現可能である。

さらに、図 1 および図 9 に示される実施の形態で説明した各手段は、ハードウェアによって実現されてもよいし、ソフトウェアによって実現されてもよいし、ハードウェアとソフトウェアとによって実現されてもよい。ハードウェアによって実現される場合でも、ソフトウェアによって実現される場合でも、ハードウェアとソフトウェアとによって実現される場合でも、本発明の評価処理が実行され得る。

本発明の評価処理は、「信号をデジタルフィルタのタップ係数に応じてフィルタリングするステップ」と、「フィルタリングされた信号に基づいて、信号の品質を評価するための指標を検出するステップ」と、「検出された指標が指標の最適値を含むように、予め決められた範囲内でデジタルフィルタのタップ係数を制御するステップ」とを含む。本発明の評価処理は、上述した各ステップを実行し得る限り、任意の手順を有し得る。

本発明の評価装置には、評価装置の機能を実行させるための評価処理プログラムが格納されていてもよい。

評価処理プログラムは、コンピュータの出荷時に、評価装置に含まれる格納手段に予め格納されていてもよい。あるいは、コンピュータの出荷後に、アクセス処理を格納手段に格納するようにしてもよい。例えば、ユーザがインターネット上の特定のウェブサイトから評価処理を有料または無料でダウンロードし、そのダウンロードされたプログラムをコンピュータにインストールするようにしてもよい。評価処理がフレキシブルディスク、CD-ROM、DVD-ROMなどのコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録されている場合には、入力装置を用いて評価処理をコンピュータにインストールするようにしてもよい。インストールされた評価処理は、格納手段に格納される。

なお、以下の項目 1 および項目 2 も、本発明の範囲である。

項目 1. 信号の品質を評価する評価装置であって、

前記信号を最尤復号し、前記最尤復号の結果を示す 2 値化信号を生成する最尤復号手段と、

前記信号と前記 2 値化信号とに基づいて、前記信号の品質を評価するための指標を検出する検出手段と、

前記検出された指標の値が前記指標の最適値に近づくように、前記信号の振幅を制御する振幅制御手段と

を備えた評価装置。

項目 2. 信号の品質を評価する評価方法であって、

前記信号を最尤復号し、前記最尤復号の結果を示す 2 値化信号を生成するステップと、

前記信号と前記 2 値化信号とに基づいて、前記信号の品質を評価するための指標を検出するステップと、

前記検出された指標の値が前記指標の最適値に近づくように、前記信号の振幅を制御するステップと、

を包含する評価方法。

以上のように、本発明の好ましい実施形態を用いて本発明を例示してきたが、本発明は、この実施形態に限定して解釈されるべきものではない。本発明は、特許請求の範囲によってのみその範囲が解釈されるべきであることが理解される。当業者は、本発明の具体的な好ましい実施形態の記載から、本発明の記載および技術常識に基づいて等価な範囲を実施することができることが理解される。本明細書において引用した特許、特許出願および文献は、その内容自体が具体的に本明細書に記載されているのと同様にその内容が本明細書に対する参考として援用されるべきであることが理解される。

産業上の利用可能性

本発明の評価装置および評価方法によれば、FIR フィルタの特性を大きく変化させずに、従来の LMS を用いた適応等化フィルタによって復号された場合と同程度まで、DMSAM 値を最小化することができる。

本発明によれば、ビタビ復号を行う前処理である信号等化器の特性を決められた一定の範囲で制限をすることが可能となり、従来用いることができなかった記録媒体の信号評価に DMSAM を用いることができる。また、本発明の再生装置では、信号等化器の適応の範囲を一定に制限することが可能となるので、記録媒体の欠陥等で信号が欠落した場合でも安定な復調系を構成することができる。

請求の範囲

1. デジタルフィルタを備えた評価装置であって、

前記デジタルフィルタは、前記デジタルフィルタのタップ係数に応じて信号を
5 フィルタリングし、

前記評価装置は、

前記フィルタリングされた信号に基づいて、前記信号の品質を評価するための
指標を検出する検出手段と、

前記検出された指標の値が前記指標の最適値を含むように、予め決められた範
10 囲内で前記デジタルフィルタの前記タップ係数を制御する制御手段と
をさらに備えた評価装置。

2. 前記デジタルフィルタは、複数のタップを含み、

前記制御手段は、前記複数のタップが有する複数のタップ係数が対称性を有す
15 るように、前記複数のタップ係数を制御する、請求項 1 に記載の評価装置。

3. 前記評価装置は、前記フィルタリングされた信号を最尤復号し、前記最尤復
号の結果を示す 2 値化信号を生成する最尤復号手段をさらに備え、

前記検出手段は、前記フィルタリングされた信号と前記 2 値化信号とに基づい
20 て、前記指標を検出し、

前記デジタルフィルタは、第 1 タップと第 2 タップと第 3 タップと第 4 タップ
と第 5 タップとを含み、

前記制御手段は、

(式 1 4)

$$k_0 = k_4 = \frac{1}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

5 (式 1 5)

$$k_1 = k_3 = \frac{2\left(\frac{1}{r} + r\right)}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

(式 1 6)

10

$$k_2 = \frac{4 + r^2 + \frac{1}{r^2}}{6 + 2\left(\frac{1}{r} + r\right) + r^2 + \frac{1}{r^2}}$$

15

に従って、前記第 1 タップのタップ係数 k_0 と、前記第 2 タップのタップ係数 k_1 と、前記第 3 タップのタップ係数 k_2 と、前記第 4 タップのタップ係数 k_3 と、前記第 5 タップのタップ係数 k_4 とを制御し、

ここで、 r は、前記デジタルフィルタの周波数特性を示す、請求項 1 に記載の評価装置。

20

4. $0.21 \leq r \leq 0.27$ である、請求項 1 に記載の評価装置。

5. 信号をデジタルフィルタのタップ係数に応じてフィルタリングするステップと、

前記フィルタリングされた信号に基づいて、前記信号の品質を評価するための指標を検出するステップと、

25 前記検出された指標が前記指標の最適値を含むように、予め決められた範囲内で前記デジタルフィルタの前記タップ係数を制御するステップと

を包含する評価方法。

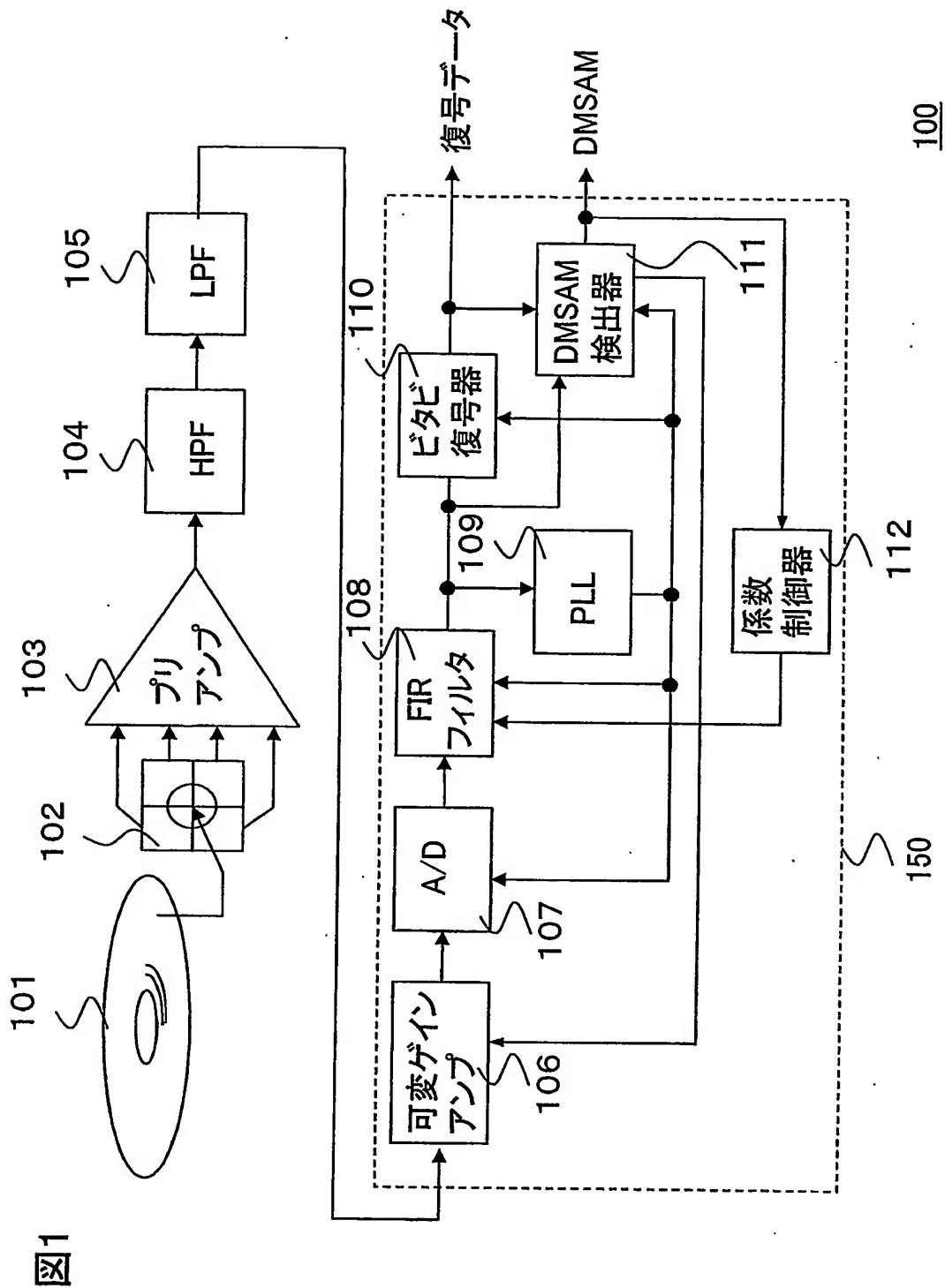
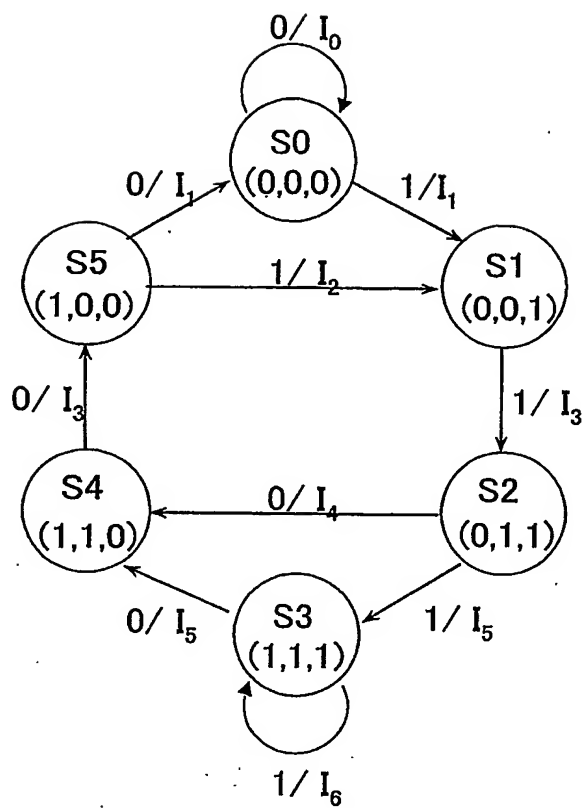


図2



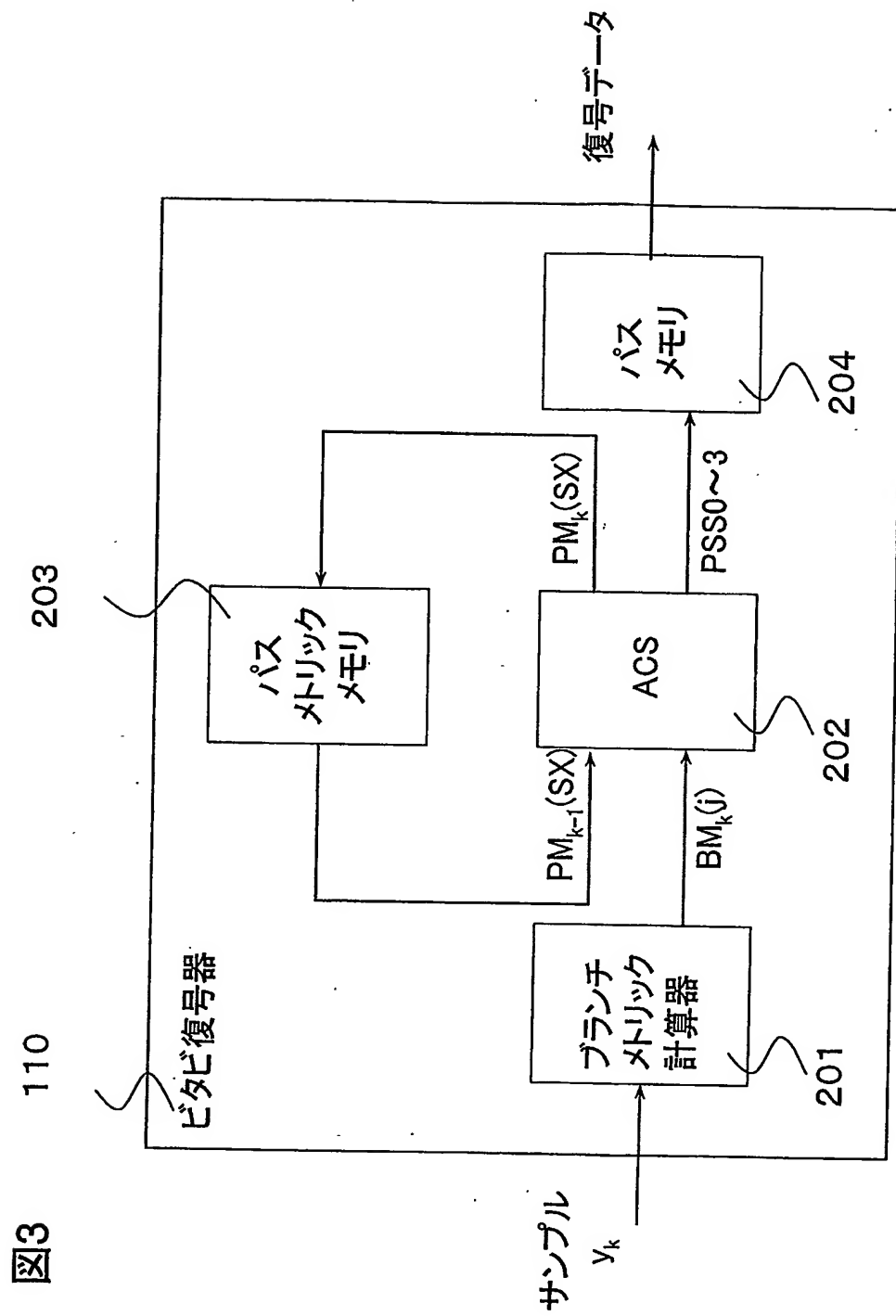


図4

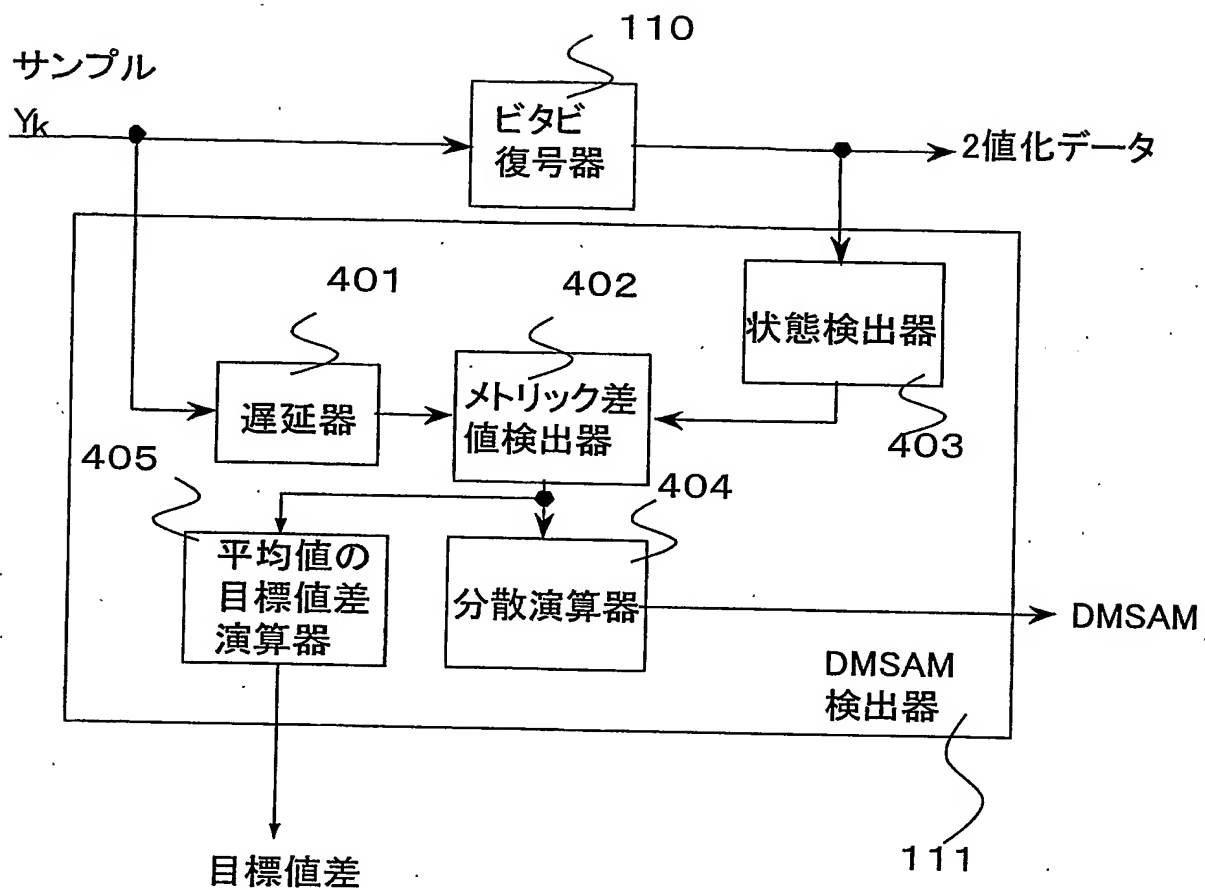


図5

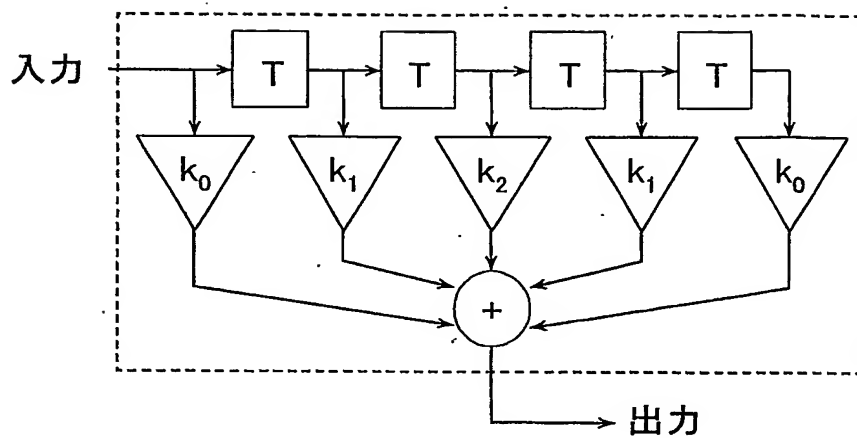
108

図6

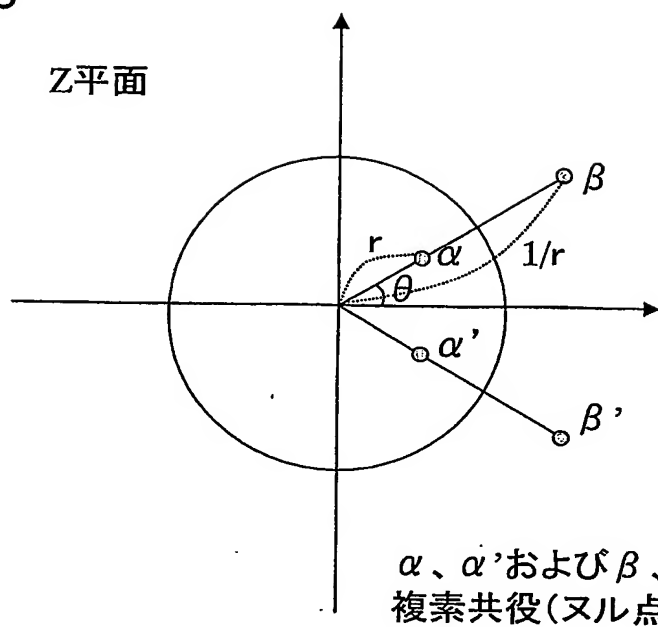


図7

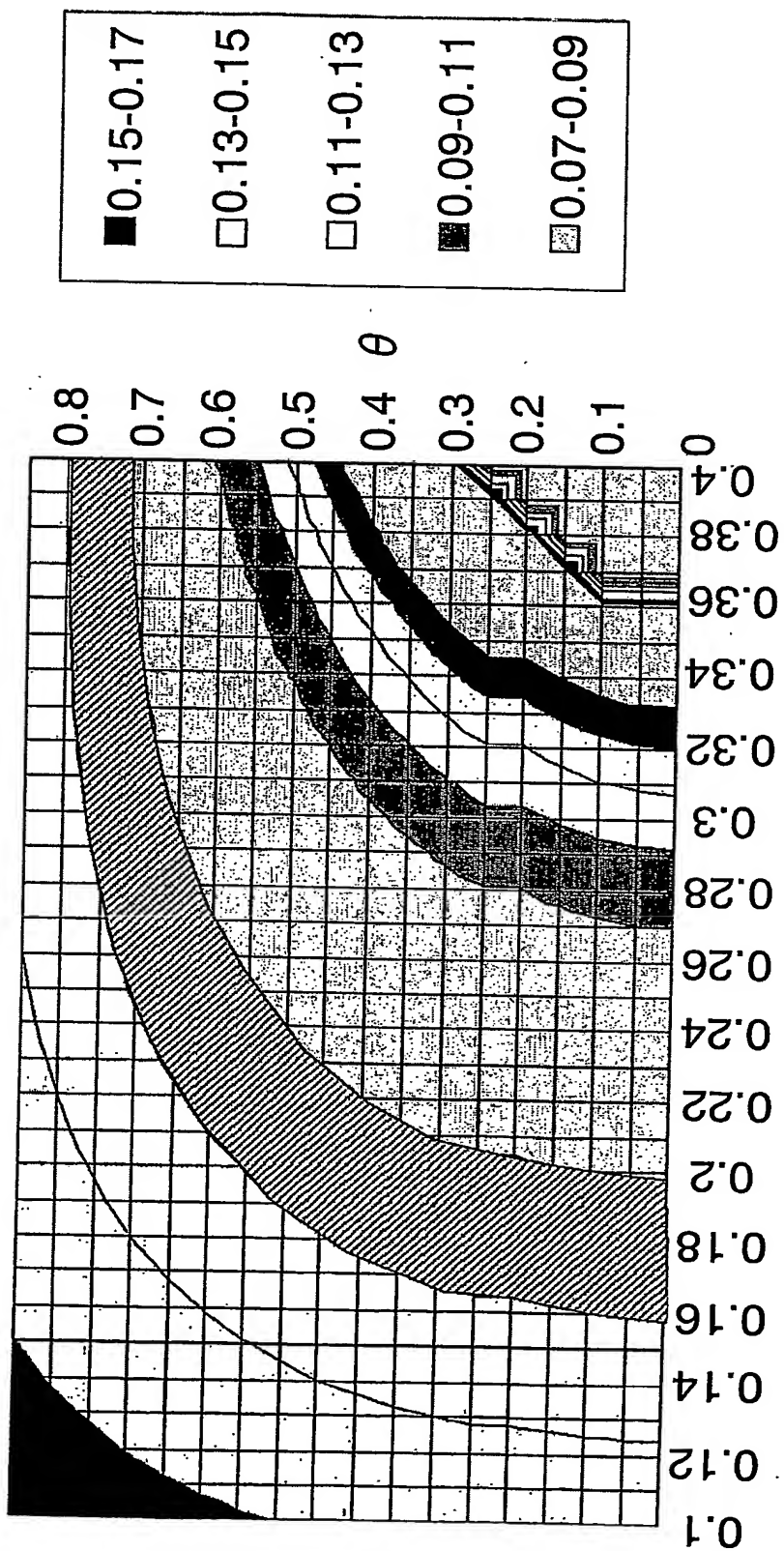


図8

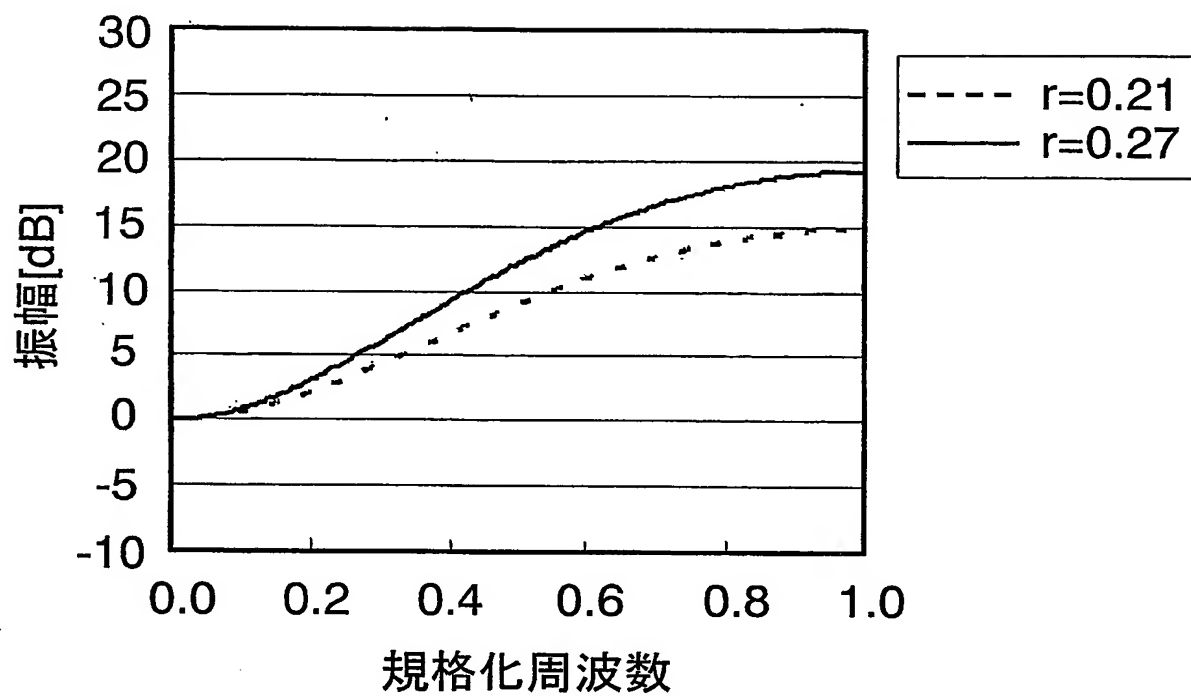
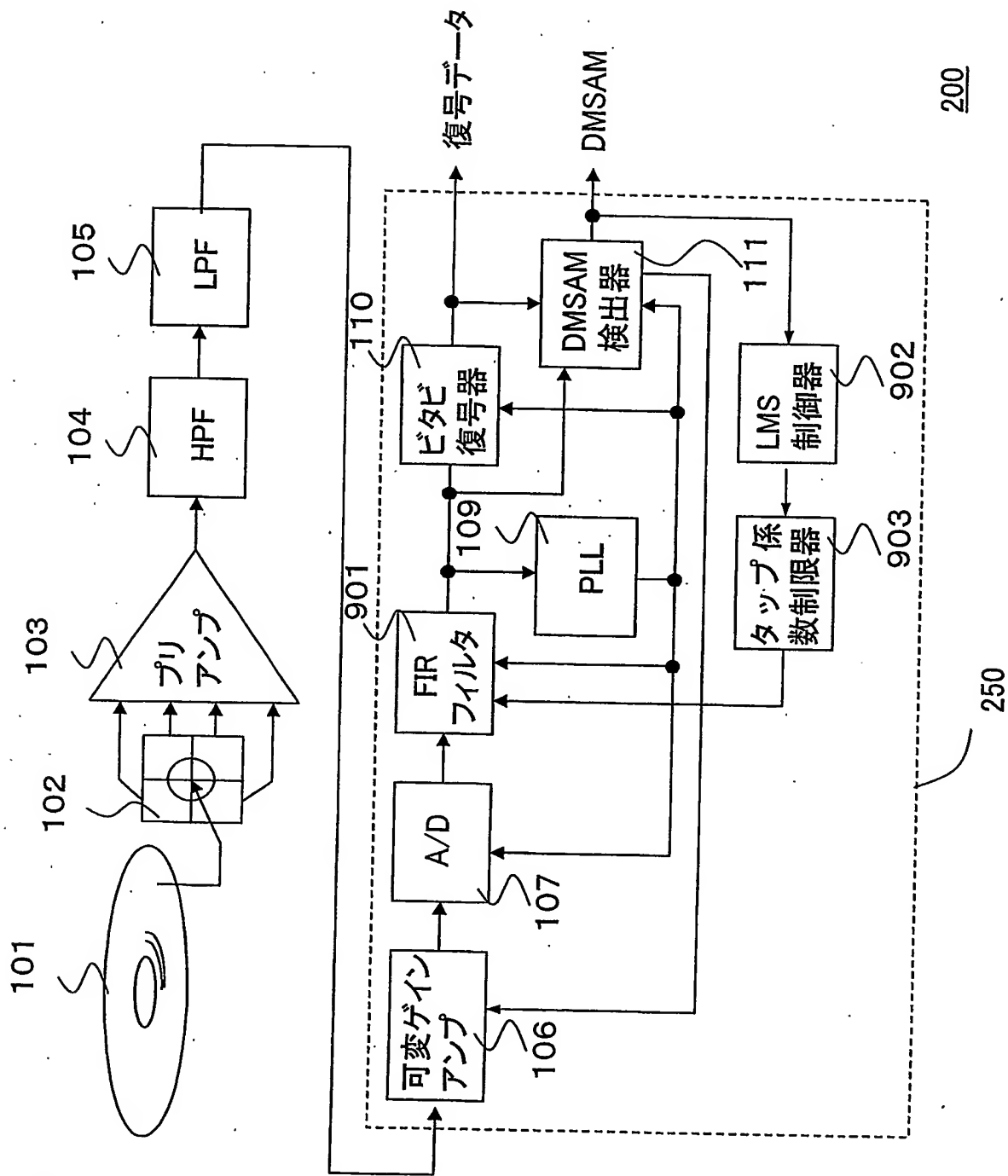


図9



200

250

図10

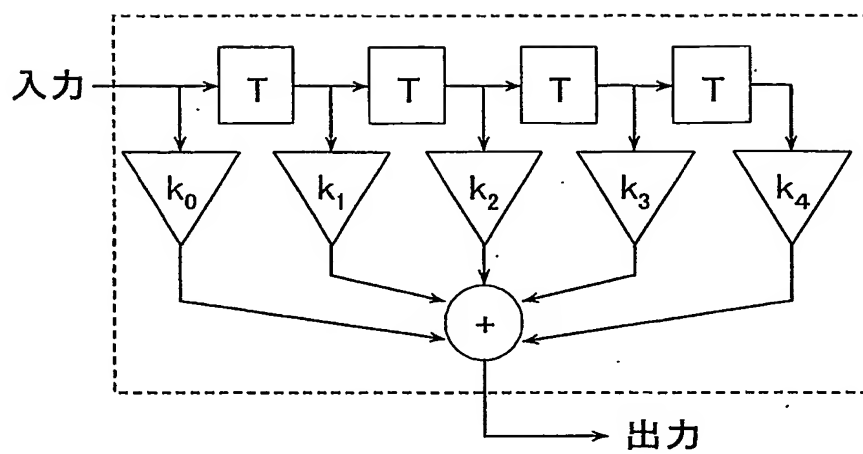
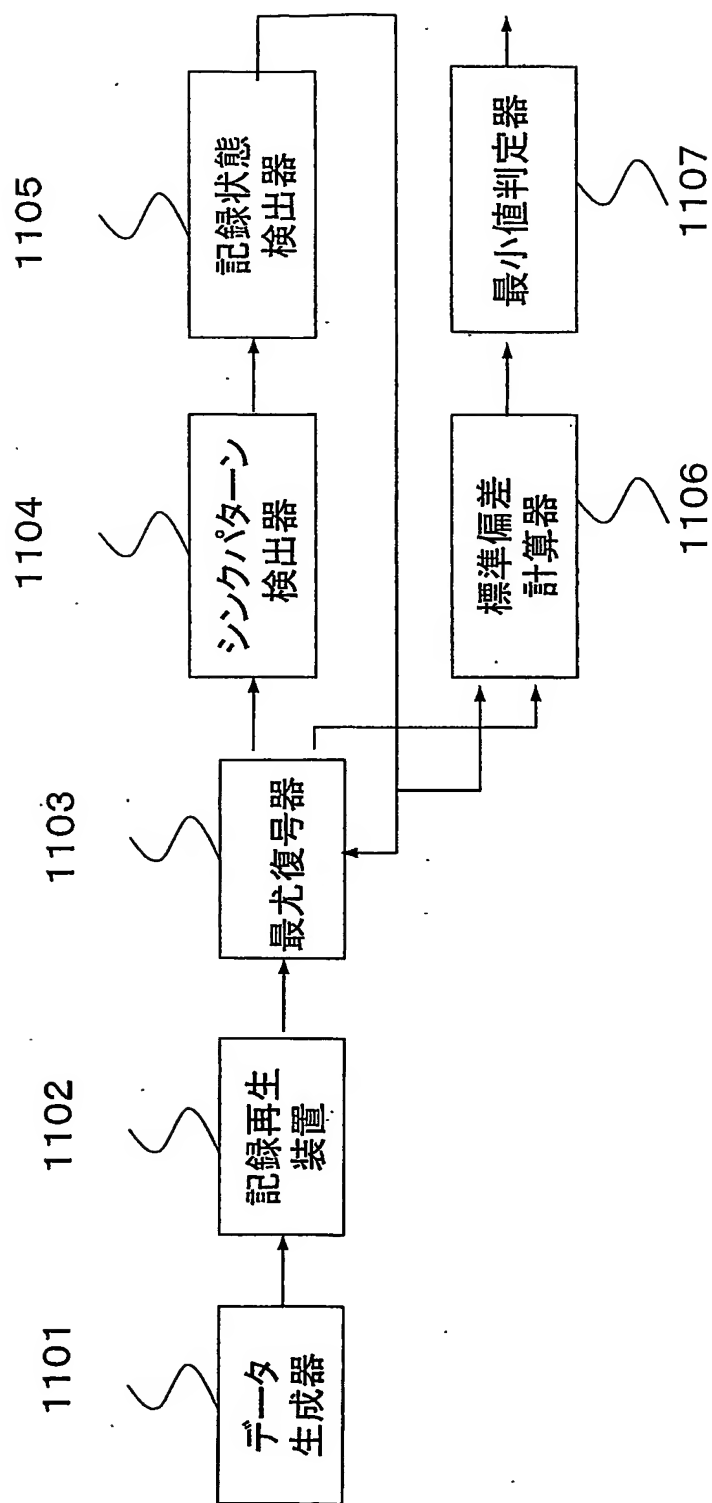
901

図11



400